

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-238479

(43)Date of publication of application : 09.09.1997

(51)Int.Cl.

H02M 7/48
H02P 5/41
H02P 7/63

(21)Application number : 08-045723

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 04.03.1996

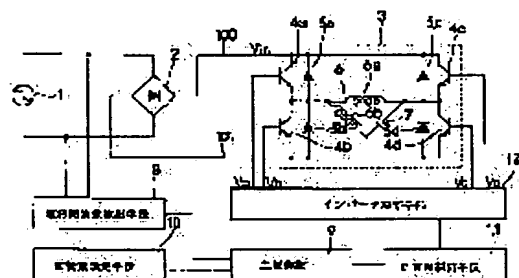
(72)Inventor : IKENOBOU YASUHIRO

(54) INVERTER EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce cost, improve efficiency, restrain vibration and noise, prevent breakdown of elements, enlarge a control range, and increase the starting torque of an induction motor.

SOLUTION: This inverter equipment has the following; switching elements 4a, 4b and switching elements 4c, 4d which are connected in series between a power supply line and a ground line, a load connected between the connection point of the switching elements 4a, 4b and the connection point of the switching elements 4c, 4d, and inverter control means 9, 11, 12 having a first mode and a second mode. The first mode controls the elements in the manner in which one of the switching elements 4a, 4b turns on and the other turns on or on/off, in the OFF state of the switching elements 4b, 4c. The second mode controls the elements in the manner in which one of the switching elements 4b, 4c turns on and the other turns on or on/off, in the OFF state of the switching elements 4a, 4d. An AC voltage from a commercial power supply 1 is rectified by a rectifying means 2, and the rectified waveform voltage is supplied to a power supply line.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.07.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 08.07.2003

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2003-15166

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 07.08.2003

[Date of extinction of right]

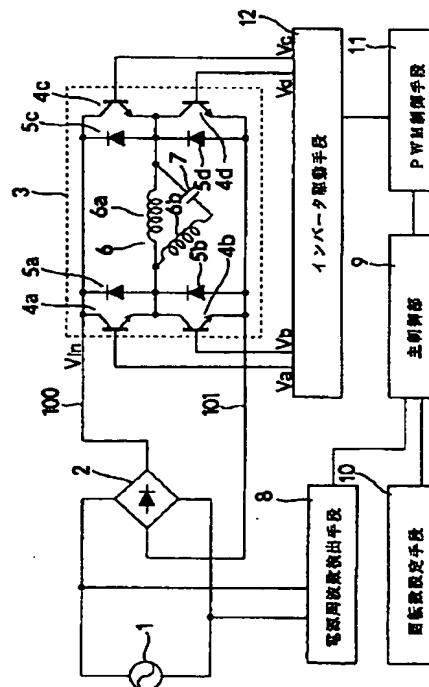
Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(11)特許出願公開番号

(43)公開日 平成9年(1997)9月9日

(51)Int.Cl. ⁶		識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所	
H 0 2 M	7/48		9181-5H	H 0 2 M 7/48	Y	
			9181-5H		F	
H 0 2 P	5/41	3 0 2		H 0 2 P 5/41	3 0 2 J	
	7/63	3 0 1		7/63	3 0 1 C	
					3 0 1 K	
審査請求 未請求 請求項の数17 O L (全 20 頁)					最終頁に続く	

(74)代理人 弁理士 佐野 静夫



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電源ラインとグラウンドライン間に直列に接続された第 1、第 2 のスイッチング素子と、同じく前記電源ラインとグラウンドライン間に直列に接続された第 3、第 4 のスイッチング素子と、前記第 1、第 2 のスイッチング素子の接続中点と、前記第 3、第 4 のスイッチング素子の接続中点間に接続された負荷と、前記第 2、第 3 のスイッチング素子のオフの状態の前記第 1、第 4 のスイッチング素子の一方をオン、他方をオン又はオン／オフ制御する第 1 モードと、前記第 1、第 4 のスイッチング素子をオフの状態の前記第 2、第 3 のスイッチング素子の一方をオン、他方をオン又はオン／オフ制御する第 2 モードを有するインバータ制御手段を備えるインバータ装置において、

整流手段によって商用電源からの交流電圧を整流し、その整流手段からの整流波形電圧を前記電源ラインに与える手段を設けたことを特徴とするインバータ装置。

【請求項 2】 前記負荷は誘導負荷であり、前記第 1 モードでは、前記第 1 のスイッチング素子を PWM 制御して、前記第 4 のスイッチング素子をオンし、前記第 2 モードでは、前記第 3 のスイッチング素子を PWM 制御して、第 2 のスイッチング素子をオンすることを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

【請求項 3】 前記交流電圧のゼロクロス点を検出する検出手段を有し、前記インバータ制御手段は前記ゼロクロス点に同期して前記第 1、第 2 モードの切り換えを行うことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 4】 前記誘導負荷は誘導電動機であり、ブレーキをかける時は、前記第 1、第 2 のモードの一方に固定し且つ PWM 信号に代えて直流電圧をスイッチング素子に印加することを特徴とする請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 5】 前記第 1 乃至第 4 のスイッチング素子のいずれにも並列にフリーホイールダイオードが接続されていることを特徴とする請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 6】 前記第 1 乃至第 4 のスイッチング素子のいずれにもフリーホイールダイオードが並列に接続されており、前記誘導負荷の停止期間においては前記第 1、第 3 のスイッチング素子をオフ、前記第 2、第 4 のスイッチング素子をオン状態に固定することを特徴とする請求項 3 に記載のインバータ装置。

【請求項 7】 前記交流電圧のゼロクロス点を検出する検出手段を有し、前記ゼロクロス点を含む所定期間の間、前記第 1、第 2 のモードで PWM 制御されるスイッチング素子をオフにし、前記第 1、第 2 モードの切り換えを行うことを特徴とする請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 8】 前記交流電圧の振幅を検出する手段を有

し、交流電圧の振幅に基づいて、前記 PWM 信号のデューティ比を変える手段を設けたことを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 9】 前記負荷は誘導電動機であり、前記交流電圧の周波数を検出する手段を有し、交流電圧の周波数に基づいて、前記 PWM 信号のデューティ比を変える手段を設けたことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

【請求項 10】 前記誘導電動機の起動時には前記 PWM 信号に代えて直流電圧をスイッチング素子に与えるようにしたことを特徴とする請求項 4 又は請求項 9 に記載のインバータ装置。

【請求項 11】 電源ラインと、負荷と、スイッチング素子とを有し、該スイッチング素子をオン／オフ制御して前記電源ラインから前記負荷に電力を供給するようにしたインバータ装置において、商用電源の交流電圧を整流する整流手段からの整流された波形電圧を前記電源ラインに入力するようにしたことを特徴とするインバータ装置。

【請求項 12】 前記整流手段は前記交流電圧を全波整流波形電圧に整流することを特徴とする請求項 11 に記載のインバータ装置。

【請求項 13】 前記整流手段は前記交流電圧を半波整流波形電圧に整流することを特徴とする請求項 11 に記載のインバータ装置。

【請求項 14】 前記整流手段にコンデンサが設けられ、前記交流電圧は脈流状の整流波形電圧に整流されることを特徴とする請求項 11 に記載のインバータ装置。

【請求項 15】 2 個のスイッチング素子が直列に接続されていることを特徴とする請求項 11 に記載のインバータ装置。

【請求項 16】 4 個のスイッチング素子がフルブリッジ型に接続されていることを特徴とする請求項 11 に記載のインバータ装置。

【請求項 17】 前記交流電圧の前記ゼロクロス点に基づいて、前記スイッチング素子を制御することを特徴とする請求項 11 に記載のインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、インバータ装置に関し、特に負荷に印加する電圧を制御するインバータ装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来のインバータ装置は、交流電圧を一旦直流電圧に変えて、PWM 制御で疑似交流電圧に変換している。この従来のインバータ装置を図 18 及び図 19 及び図 20 を用いて説明する。

【0003】 図 18 において、商用電源 1 の交流電圧をダイオードブリッジ等の整流回路 2 で整流して、平滑回路を成る電解コンデンサ等の平滑回路 17 で一旦直流電

圧に変換する。この直流電圧をパワートランジスタ等から成る4個のスイッチングトランジスタ4a~4dをフルブリッジ型に構成したインバータ部3に入力する。

尚、16は力率の改善を図るためのリアクタである。5a、5b、5c、5dは負荷としての主巻線6aに流れている電流が急に停止させられるときに、主巻線6aの両方に生じる高電圧を電源ライン100とグラウンドライン101を通して緩和するためのフリーホイールダイオードである。

【0004】主制御部9はPWM信号を発生する。PWM信号に従ってインバータ駆動手段12は各スイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dをオン／オフさせて、インバータ部3に入力された直流電圧を疑似交流電圧に変換する。この疑似交流電圧は単相誘導電動機6に印加される。具体的には、スイッチングトランジスタ4b、4cがオフのときスイッチングトランジスタ4aと4dをPWM制御し、スイッチングトランジスタ4a、4dがオフのときスイッチングトランジスタ4bと4cをPWM制御する。

【0005】この様子を図19に示す信号波形図で説明すると、インバータ入力電圧 V_{in} は電源ライン100を通してインバータ部3に入力される整流した直流電圧であり、スイッチング駆動信号 $V_a \sim V_d$ はそれぞれスイッチングトランジスタ4a~4dをオン／オフするPWM信号となっている。スイッチング駆動信号 $V_a \sim V_d$ はハイレベルではスイッチングトランジスタ4a~4dをオンし、逆にローレベルではオフする。期間K1では、 V_b 、 V_c は共にローレベルであるので、スイッチングトランジスタ4b、4cはオフ状態となる。一方、 V_a 、 V_d はPWM波形であり、スイッチングトランジスタ4a、4dをオン／オフ制御する。次の期間K2では V_a 、 V_d と V_b 、 V_c の関係が逆になり、スイッチングトランジスタ4a、4dがオフ状態で、スイッチングトランジスタ4b、4cがオン／オフ制御される状態となる。

【0006】このようなスイッチングパターンによって誘導電動機印加信号VMが生成され、単相誘導電動機6に印加される。誘導電動機印加信号VMの実効電圧VTは正弦波曲線となり、疑似交流電圧である。この疑似交流電圧は図19に示すようにPWM信号の波形を各期間K1、K2との中央で幅広で、両サイドで幅狭のパルスとなるようにすることによって実現されている。この疑似交流電圧の周波数を可変することで、単相誘導電動機6の回転速度が制御される。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、平滑回路17にはリプルを小さくするために電解コンデンサ等の大容量のコンデンサが必要となる。これはコストアップの要因になっていた。又、コンデンサの容量が大きくなるとコンデンサの充電にともなって入力電流がピーク

状に流れる。これにより、力率の低下や電源高調波が問題となり、コンデンサやスイッチング素子等の部品の最大定格を大きくしなければならなかった。

【0008】力率の改善を図るために、リアクタ16を回路に挿入しているが、コストアップになっていた。更に、電源高調波の対策にはアクティブフィルタ等の回路が必要になり、回路が複雑且つ高価になっていた。このように上記従来例は交流電圧を一旦直流電圧に変換し、PWM制御で疑似交流電圧を作っているために、単相誘導電動機6の駆動に有効な基本波の実行値成分が不足していた。これを改善するために整流回路4を倍電圧整流回路とする方法もあるが、これもコストアップの要因になる。

【0009】又、上述したようなパルス幅の変化するPWM信号を発生するためには、目標とする周波数の正弦波とキャリアである高周波の三角波を比較する必要がある。正弦波が三角波よりも大きい時にはハイレベルとし、逆に小さい時にはローレベルとしてPWM信号を発生していた。このような比較を行うために、主制御部9に使用されるマイクロコンピュータは高機能なものにする必要があった。

【0010】インバータ部3において疑似交流電圧を作り出して、単相誘導電動機6を駆動しているために、最大出力時でも矩形波でしか単相誘導電動機6に印加することができず、商用電源1の交流電圧の70%程度しか利用できていなかった。このために、起動時のように大きなトルクが必要な時にはトルク不足になっていた。

【0011】単相誘導電動機6のようにインダクタンスを含む誘導負荷では、PWM信号によって又は主巻線6aに単相誘導電動機6の停止によって、4個のスイッチングトランジスタが全てオフした時に、それまで流れていた電流（図示の場合、G方向へ流れていた電流）がカットされようとするが、その電流を引き続き流そうとする逆起電力が発生して回生電流iがフリーホイールダイオード5b、5dを介して流れているようになっていた。4個のスイッチングトランジスタ4a~4dがオフになるときに、主巻線6a流れていた電流がG方向とは逆の方向へ流れていた場合には、フリーホイールダイオード5a、5cを介して回生電流が流れることは言うまでもない。尚、回生電流iによって電源ラインの電圧が急上昇し、スイッチングトランジスタや整流回路2におけるダイオード等の整流素子が破壊される虞があった。このために素子の最大定格を大きくする必要があり、コストアップになっていた。

【0012】又、インバータ装置とは別に、簡易に単相誘導電動機を制御するものとしてサイリスタやトライアック等のスイッチング素子を用いた位相制御方式（図示せず）がある。この位相制御方式は、例えば単相誘導電動機とトライアックを直列に接続して、これに交流電圧を印加し、そのゼロクロス点から所定時間経過後にトラ

イアックにゲート信号を伝送することにより、トライアックがオンして単相誘導電動機に印加する電圧を制御するものである。

【0013】ゲート信号を調節することで交流電圧波形のカットされる時間が変化して、単相誘導電動機に印加される電圧が制御される。一時電圧が変化すると単相誘導電動機の回転速度・トルク特性が変わり、単相誘導電動機の回転速度が変化する。しかしながら、位相制御方式では単相誘導電動機の可変速制御では交流電圧の一部をカットして電圧を制御しているために、単相誘導電動機に印加する電圧波形の歪みが大きくなっていた。

【0014】そして、この波形歪みによって単相誘導電動機の力率が大きく低下していた。力率が低下するため、単相誘導電動機に流れる電流が大きくなり、位相制御を行うためのサイリスタやトライアック等の最大定格を大きくしなければならない。これにより、コストアップになっていた。

【0015】特に、単相誘導電動機に印加する電圧を下げていく場合には、カットされる部分が大きくなり、歪みが大きくなる。そのため、単相誘導電動機にとって有効な基本波の実効成分が得られにくくなり、制御可能な電圧の範囲が狭くなっていた。

【0016】このように、従来のインバータ装置や位相制御方式を用いた装置では、上記問題点があるが、他にも様々な問題点がある。例えば、従来のインバータ装置において、一般に振動や騒音が大きい問題がある。

【0017】又、スイッチングトランジスタのスイッチング回数も比較的多いので、スイッチングにともない、損失が増加して効率が低下していた。雑音端子電圧や不要輻射のようなノイズの原因にもなっていた。

【0018】単相誘導電動機を停止させる時に、フルブリッジ型に構成された4個のスイッチングトランジスタをオフさせただけではブレーキがかからないので、急速に停止することができなかった。一方、トライアック等が用いられている位相制御方式の装置では、ブレーキをかける場合には、新たに別のブレーキ用のスイッチング素子を設ける必要があった。

【0019】更に、単相誘導電動機において目標とする回転速度を得るために、回転速度を検出する回路を別に設け、検出された回転速度に従ってフィードバック制御していた。このような制御では、入力電圧が変動したとしても回転速度を一定に保つことができるが、回転速度を検出するために、パイロット発電機、ホール素子等の部品が必要となり装置が高価になっていた。

【0020】電源の周波数が50Hz地区と60Hz地区とでは、単相誘導電動機のプリー比を変えて希望する回転速度が得られるように対応しており、50Hz用と60Hz用の2種類のプリーが必要であった。

【0021】本発明はこれらの課題を解決するもので、安価でありながら、効率が良く、振動や騒音やノイズを

抑制し、素子の破壊を防止し、制御範囲を拡張し、そして誘導電動機の起動時にトルクを大きくすることができインバータ装置を提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために本発明の第1の構成では、電源ラインとグラウンドライン間に直列に接続された第1、第2のスイッチング素子と、同じく前記電源ラインとグラウンドライン間に直列に接続された第3、第4のスイッチング素子と、前記第1、第2のスイッチング素子の接続中点と、前記第3、第4のスイッチング素子の接続中点間に接続された負荷と、前記第2、第3のスイッチング素子のオフの状態の前記第1、第4のスイッチング素子の一方をオン、他方をオン又はオン／オフ制御する第1モードと、前記第1、第4のスイッチング素子をオフの状態の前記第2、第3のスイッチング素子の一方をオン、他方をオン又はオン／オフ制御する第2モードを有するインバータ制御手段を備えるインバータ装置において、整流手段によって商用電源からの交流電圧を整流し、その整流手段からの整流波形電圧を前記電源ラインに与える手段を設ける。

【0023】このような構成では、商用電源の交流電圧は平滑されていない整流波形電圧の形で電源ラインに与えられる。第1モードでは、電源ライン→第1のスイッチング素子→負荷→第4のスイッチング素子→グラウンドラインの経路で負荷に電流が流れる。又、第2モードでは、電源ライン→第3のスイッチング素子→負荷→第2のスイッチング素子→グラウンドラインの経路で負荷に電流が流れる。これらの各モードにおいて、負荷に与えられる電圧は電源ラインの電圧（整流波形電圧）をパルス的にチョッピングしたものとなる。しかも第1モードと第2モードとでは負荷に与えられる電圧は逆向きであるので、全体としては疑似的な交流電圧となる。このとき、例えば上記商用電源の交流電圧のゼロクロスに開始して第1、第2モードの切り換えを行うと、疑似交流電圧は正弦波状となる。第1モードと第2モードのそれぞれにおいてスイッチング素子のオン／オフの持続時間を調節することで、負荷に印加される疑似交流電圧の実効電圧が制御される。

【0024】又、本発明の第2の構成では上記第1の構成において、前記負荷は誘導負荷であり、前記第1モードでは、前記第1のスイッチング素子をPWM制御して、前記第4のスイッチング素子をオンし、前記第2モードでは、前記第3のスイッチング素子をPWM制御して、第2のスイッチング素子をオンする。

【0025】このような構成では、電源ライン上の平滑されていない整流波形電圧は、スイッチング素子がPWM制御されることでチョッピングされて疑似交流電圧となる。この時にPWM信号のデューティ比を可変することで誘導負荷に印加される実効電圧が制御される。PW

M制御は各モードで1個のスイッチング素子に対してのみ行われるので、2個のスイッチング素子に対して行う場合に比べ、オン/オフの同期ズレを生じる虞がないとともに、スイッチングの回数が減少する。

【0026】又、本発明の第3の構成では、上記第1の構成又は上記第2の構成において、前記交流電圧のゼロクロス点を検出する検出手段を有し、前記インバータ制御手段は前記ゼロクロス点に同期して前記第1、第2モードの切り換えを行うようにする。

【0027】このような構成では、交流電圧のゼロクロス点に同期して、第1のモードと第2のモードが切り換えられて、疑似正弦波が誘導負荷に印加される。

【0028】又、本発明の第4の構成では、上記第2の構成において、前記誘導負荷は誘導電動機であり、ブレーキをかける時は、前記第1、第2のモードの一方に固定し且つPWM信号に代えて直流電圧をスイッチング素子に印加するようにする。

【0029】このような構成では、誘導電動機にブレーキをかける時に、誘導電動機に整流波形電圧がチョッピングされることなしに、そのまま与えられる。誘導電動機の巻線に整流波形電圧が印加されると、巻線の磁極が固定された状態になるので、誘導電動機の回転子にブレーキが働き、誘導電動機が急停止する。

【0030】又、本発明の第5の構成では、上記第2の構成において、前記第1乃至第4のスイッチング素子のいずれにも並列にフリーホイールダイオードが接続されている。

【0031】このような構成では、第1のモード、第2のモードの各モードにおいて、PWM制御されるスイッチング素子がオフした時に、電源ライン側の第1、第3スイッチング素子は、共にオフ状態となるので、誘導負荷の逆起電力が発生する。回生電流はダイオードとスイッチング素子を通してグラウンドラインへ還流し、減衰するので、整流手段には流入せず、電源ラインの電圧の急上昇を防止する。又、インバータ装置の電源を切ったときには、第1乃至第4のスイッチング素子が全てオフするが、このときに誘導負荷に発生する逆起電力による回生電流はグラウンドライン側のダイオードと電源ライン側のダイオードによって電源ラインへ還流されるが、インバータ装置は電源切断によって不使用状態になるので問題ない。

【0032】又、本発明の第6の構成では、上記第3の構成において、前記第1乃至第4のスイッチング素子のいずれにもフリーホイールダイオードが並列に接続されており、前記誘導負荷の停止期間においては前記第1、第3のスイッチング素子をオフ、前記第2、第4のスイッチング素子をオン状態に固定する。

【0033】このような構成では、誘導負荷の作動停止後に発生する回生電流はいずれの向きであっても、第2、第4のスイッチング素子のいずれかとグラウンドライ

ン側のダイオードのいずれかによって還流して減衰する。この回生電流は整流手段に流入せず、電源ラインの電圧の急上昇を防止して素子の破壊を防止する。又、インバータ装置の電源を切ったときの作用は前記第5の構成の場合と同じである。

【0034】又、本発明の第7の構成では、上記第2の構成において、前記交流電圧のゼロクロス点を検出する検出手段を有し、前記ゼロクロス点を含む所定期間の間、前記第1、第2のモードでPWM制御されるスイッチング素子をオフにし、前記第1、第2モードを切り換えを行う。

【0035】このような構成では、PWM制御されるスイッチング素子がゼロクロス点を含む所定期間、オフされる。その期間中にゼロクロス点が検出され、交流電圧に同期して、第1、第2のモードを切り換える。所定期間の経過後にPWM制御を開始する。ゼロクロス点を含む所定期間、誘導負荷には電圧が印加されなくなっている。

【0036】誘導負荷では、誘導負荷に印加される電圧と電流には位相差が生じる。このため交流電圧のゼロクロス点付近では、印加された電圧の向きと電流の方向が逆向きになる期間がある。この期間にPWM制御を行ってもあまり有効とは言えない。このような有効に機能しないPWM制御を省くことができる。又、第1、第2モードの切り換えの時に、電源ラインとグラウンドラインが短絡するのが防止される。

【0037】又、本発明の第8の構成では、上記第2の構成において、前記交流電圧の振幅を検出する手段を有し、交流電圧の振幅に基づいて、前記PWM信号のデューティ比を変える手段を設ける。

【0038】このような構成では、検出された交流電圧の振幅に従って、デューティ比を変える。もし交流電圧の振幅が大きくなればデューティ比を小さくし、逆に振幅が小さくなればデューティ比を大きくして、負荷に印加する電圧の実効電圧を一定に保つ。これにより、交流電圧の振幅の変動に対して、負荷には影響が及ばなくなる。

【0039】又、本発明の第9の構成では、上記第1の構成において、前記負荷は誘導電動機であり、前記交流電圧の周波数を検出する手段を有し、交流電圧の周波数に基づいて、前記PWM信号のデューティ比を変える手段を設ける。

【0040】このような構成では、交流電圧の周波数が50Hzであるか60Hzであるか検出される。周波数が60Hzの場合には、PWM信号のデューティ比を小さくして誘導電動機に印加する実効電圧を小さくする。誘導電動機は周波数が高くなると回転速度が上昇するが、実効電圧を小さくすることで、回転速度を抑え、交流電圧の周波数に関係なく、一定の回転速度が得られるようになる。

【0041】又、本発明の第10の構成では、上記第4の構成又は上記第9の構成において、前記誘導電動機の起動時には前記PWM信号に変えて直流電圧をスイッチング素子に与えるようにする。

【0042】このような構成では、起動時において、スイッチング素子に直流電圧が与えられるので、整流波形電圧がチョッピングされず、その波形を残した状態で交流に変換されて誘導電動機に印加される。商用電源の基本成分からなる交流電圧によって誘導電動機は最大のトルクを出力することができ、急速に起動する。しばらくして

から、スイッチング素子には直流電圧の代わってPWM信号が与えられ、目標とする回転速度に誘導電動機はすばやく制御される。

【0043】又、本発明の第11の構成では、電源ラインと、負荷と、スイッチング素子とを有し、該スイッチング素子をオン／オフ制御して前記電源ラインから前記負荷に電力を供給するようにしたインバータ装置において、商用電源の交流電圧を整流する整流手段からの整流された波形電圧を前記電源ラインに入力するようにしている。

【0044】このような構成では、商用電源の交流電圧が整流手段によって整流される。電源ラインには整流された波形電圧が入力される。スイッチング素子がオン／オフ制御されることにより、電源ラインの電圧がチョッピングされる。負荷に印加される電圧が制御される。オン／オフ期間を制御することによって、負荷には適切な電圧が印加される。

【0045】又、本発明の第12の構成では、上記第11の構成において、前記整流手段は前記交流電圧を全波整流波形電圧に整流する。

【0046】このような構成では、商用電源からの交流電圧は整流手段によって全波整流波形電圧に整流され、電源ラインに伝送される。スイッチング素子をオン／オフ制御することにより、全波整流波形電圧を適切な電圧に変換して負荷に印加する。

【0047】又、本発明の第13の構成では、上記第11の構成において、前記整流手段は前記交流電圧を半波整流波形電圧に整流する。

【0048】このような構成では、商用電源からの交流電圧は整流手段によって半波整流波形電圧に整流され、電源ラインに伝送される。スイッチング素子をオン／オフ制御することにより、半波整流波形電圧を適切な電圧に変換して負荷に印加する。

【0049】又、本発明の第14の構成では、上記第11の構成において、前記整流手段にコンデンサが設けられ、前記交流電圧は脈流状の整流波形電圧に整流される。

【0050】このような構成では、整流手段で整流された電圧はコンデンサによって平滑が行われる。ところが、コンデンサの電気容量は小さくしてあり、完全には

平滑されず、脈流状の整流波形電圧となる。スイッチング素子をオン／オフ制御することにより、整流波形電圧を適切な電圧に変換して負荷に印加する。

【0051】又、本発明の第15の構成では、上記第11の構成において、2個のスイッチング素子が直列に接続される。このような構成では、負荷に対して一方向から電圧が与えられ、オン／オフ制御によって負荷に与える電圧が制御される。

【0052】又、本発明の第16の構成では、上記第11の構成において、4個のスイッチング素子がフルブリッジ型に接続されている。このような構成では、4個のスイッチング素子がフルブリッジ型に接続されており、負荷に対して交流電圧を印加することができる。スイッチング素子をオン／オフ制御することにより、負荷に与える電圧が制御される。

【0053】又、本発明の第17の構成では、上記第11の構成において、前記交流電圧の前記ゼロクロス点に基づいて、前記スイッチング素子を制御する。このような構成では、スイッチング素子は交流電圧のゼロクロス点によってスイッチングパターンを切り換えて、負荷に与えられる電圧は商用電源の周波数に同期したものになる。

【0054】

【発明の実施の形態】

＜第1の実施形態＞本発明の第1の実施形態を図1及び図2及び図3を用いて説明する。図1は本発明のインバータ装置の第1の実施形態を示す制御ブロック図である。商用電源1の交流電圧はダイオードブリッジ等の整流回路2で全波整流され、4個のパワートランジスタ等のスイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dと4個のフリーホイールダイオード5a、5b、5c、5dをフルブリッジ型に構成したインバータ部3に電源ライン100を通して入力される。図18との対比から分かるように、本実施形態では平滑回路17が削除されている。そのため整流回路2から出力された整流波形電圧が直流化されることなしに、そのまま（脈流状で）インバータ部3に与えられる。尚、これに伴い、力率改善用のリアクタ16も不要となっている。

【0055】スイッチングトランジスタ4a、4bの midpoint とスイッチングトランジスタ4c、4dの midpoint は単相誘導電動機6に接続される。単相誘導電動機6は主巻線6aと補助巻線6bを有し、補助巻線6bにはコンデンサ7が直列に接続されている。単相誘導電動機6は交流電圧が与えられると主巻線6aと補助巻線6bによって回転磁界が発生し、回転子（図示せず）を回転させるものである。

【0056】その回転速度は単相誘導電動機6に印加される交流電圧の周波数によって決定される。印加される交流電圧の振幅が変化することでも、単相誘導電動機6の回転速度—トルク特性が変化して、回転速度が変化する

る。

【0057】電源周波数検出手段8は商用電源1の交流電圧のゼロクロス点を検出し、主制御手段9に伝える。主制御部9は、回転数設定手段10からの目標回転速度を表す信号に基づいて、スイッチングパターンのデューティ比を決定する。PWM制御手段11は主制御部9からのゼロクロス点とデューティ比の情報から、スイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dのスイッチングのためのPWM信号を作成する。インバータ駆動手段12はPWM信号に基づいてスイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dのスイッチングを行う。

【0058】次に、図2を用いてスイッチング駆動信号Va～Vdによるスイッチングパターンを説明する。インバータ部3に入力される全波整流波形電圧は商用電源1のダイオードブリッジ2で整流しただけで、コンデンサ等の平滑回路17（図18参照）で平滑されていないために、完全な直流電圧波形にならず、脈流状の全波整流波形となっている。この電圧波形はインバータ部3の入力電圧Vinとして使用される。

【0059】スイッチング駆動信号Va、Vb、Vc、Vdはそれぞれスイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dをオン／オフする信号である。スイッチング駆動信号Va、Vb、Vc、Vdのハイレベルではスイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dはオンし、逆にローレベルではオフする。

【0060】第1のモードでは、スイッチングトランジスタ4aが駆動信号Vaに従ってオン／オフする。その時、スイッチングトランジスタ4dは駆動信号Vdがハイレベルであるためオンし続ける。この間、スイッチングトランジスタ4b、4cはVb、Vcがいずれもローレベルのためオフ状態である。これにより、単相誘導電動機6には正方向の誘導電動機印加信号VMが与えられる。

【0061】電源周波数検出手段8で交流電圧のゼロクロス点を検出すると、PWM制御手段11は第1モードから第2モードに切り換える。第2モードでは、VaとVdがローレベルとなってスイッチングトランジスタ4a、4dはオフし、スイッチングトランジスタ4cをPWM信号Vcでオン／オフ制御する。このとき、スイッチングトランジスタ4bはハイレベルのVbによってオンし続ける。これにより、負方向の誘導電動機印加信号VMが与えられる。

【0062】再び交流電圧のゼロクロス点を検出すると、スイッチングパターンを元のパターンに戻して、以後上記スイッチングを繰り返す。まず、期間T1では第1のモード、次に期間T2では第2のモードになり、期間T3では再び第1のモードに戻る。このように、第1のモードと第2のモードを交互に繰り返す。尚、PWM信号は周波数が数kHz以上の一定周波数であり、そのデューティ比（オン／オフの比）のみが変化する。但

し、図2に示すPWM信号は一定のデューティ比となっている。これに対して、後述する図9では入力電圧Vinの大小に応じてデューティ比を変化させ、図10では入力電圧Vinの周波数に応じてデューティ比を変化させている。しかし、これらの図9、図10の場合も、1つの期間に限ってみると、デューティ比は一定であり、従来のようなデューティ比を変化させるようなことは行っていない。

【0063】このようなスイッチングによって単相誘導電動機6に印加される電圧波形は、インバータ入力電圧Vinが脈流状になっているので、パルスがPAM変調されることになり、誘導電動機印加信号VMに示すように疑似正弦波となる。実際に単相誘導電動機6に与えられる実効電圧VTは正弦波曲線となる。

【0064】例えばデューティ比50%（オン50%、オフ50%）の場合に、商用電源1がAC100V（実効値）とすると、実効電圧は50Vとなる。このようにデューティ比を制御することで単相誘導電動機6に印加する電圧の振幅を制御する。単相誘導電動機6の回転速度－トルク特性は印加された一次電圧によって変化するので、単相誘導電動機6に印加する電圧を制御することで回転速度が変化する。このようにデューティ比を可変することで、単相誘導電動機6の回転速度は、回転数設定手段10で設定された目標回転速度に制御される。

【0065】ところで、第1のモードでは、スイッチングトランジスタ4aはPWM信号によってオン／オフ制御されている。スイッチングトランジスタ4aがオンからオフに切り換わった時に、図3においてG方向に流れていた電流がカットされるようになり、逆起電力が発生する。このとき、本実施形態では、スイッチングトランジスタ4dがオン状態であるために、逆起電力による回生電流Aはフリーホイールダイオード5b、電動機6、スイッチングトランジスタ4dを通してグラウンドライン101側で還流される。回生電流Aは電源ライン100には流れないので、電源ラインの電圧の急上昇を防止する。

【0066】一方、第2のモードでは、スイッチングトランジスタ4cがオン／オフ制御されている。このスイッチングトランジスタ4cがオンからオフに切り換わった時に、G方向とは逆方向に回生電流Bが流れる。スイッチングトランジスタ4bがオン状態であることにより、回生電流Bはフリーホイールダイオード5d、電動機6、スイッチングトランジスタ4bを通してグラウンドライン101側で還流される。回生電流Bは電源ライン100には流れない。電源ライン100の電圧の急上昇を防止し、スイッチングトランジスタ4a～4dや整流回路2におけるダイオード等の素子の破壊が防止される。尚、インバータ装置の電源を切ったには、スイッチングトランジスタ4a、4b、4c、4dは同時にオフになる。主巻線6aの両端に生じる高電圧については従

来のインバータ装置と同様にダイオード5 a～5 dによって緩和する。

【0067】上述の通り、本実施形態では平滑回路17（図18参照）が削除されているために、電源ライン100に電流がピーク状には流れなくなり、力率の低下や電源高調波が防止される。誘導電動機印加信号VMには交流の基本波成分が多く含まれており、効率が向上している。制御電圧が低電圧領域においても、波形の歪みが小さくなっているため、電圧の制御が可能となっている。PWM信号によって制御されるスイッチングトランジスタ4 a～4 dは各モードにおいて1個だけであるので、スイッチングの回数を減少させることができる。これにより、雑音端子電圧や不要輻射等のノイズが抑制される。

【0068】又、スイッチングトランジスタにIGBTやMOS-FETを使用すると、PWM信号の周波数を数十kHz以上にすることができ、可聴周波数以上となり静音化が図れる。

【0069】＜第2の実施形態＞本発明の第2の実施形態を図4及び図5を用いて説明する。尚、図4、図5において図1、図2と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。図4において、制動手段13が設けられ、単相誘導電動機6にブレーキをかけて急停止させる。図5において、スイッチングトランジスタ4 aがPWM信号によってオン/オフして、期間T1で単相誘導電動機6を制御している状態から、時間t0でブレーキを開始する。期間T2、T3ではブレーキが行われる。

【0070】図5に示すように、第1のモード（この場合、T1の期間）終了時点からブレーキをかける場合には、T2、T3の期間はVa、Vdをハイレベルにしてスイッチング素子4 a、4 dをオン状態、Vb、Vcをローレベルにしてスイッチングトランジスタ4 b、4 cはオフ状態とする。これにより、誘導電動機印加信号VMは、インバータ入力電圧Vinと同じく正の脈流状の直流電圧になる。

【0071】この直流電圧が単相誘導電動機6に印加されると、電流jがスイッチングトランジスタ4 aと4 dを通過して、主巻線6 aをG方向に流れる。そのために、主巻線6 aは磁極が固定された電磁石となり、単相誘導電動機6の回転子（図示せず）にブレーキがかかる。このようにして、単相誘導電動機6を急停止させることができる。

【0072】但し、長時間この状態を続けると電流jにより主巻線6 aの温度が上昇するため、単相誘導電動機6の慣性（停止の容易さ）やブレーキの性能等に応じて、適当に直流電圧を印加する時間を変え、その後、ブレーキを終了する。

【0073】他方、第2のモードからブレーキをかける場合には、スイッチングトランジスタ4 a、4 dはオ

フ、スイッチングトランジスタ4 b、4 cオンした状態にする。これによって、電流がスイッチングトランジスタ4 bと4 cを通過して主巻線6 aをG方向とは逆方向に流れる。これにより、同様に単相誘導電動機6を急停止させる。

【0074】又、単相誘導電動機6には直流電圧が印加されていれば、ブレーキがかかるので、ブレーキを行う全時間に渡ってスイッチングトランジスタをオンしなくても、スイッチングトランジスタの温度上昇やブレーキ性能の向上等によって、一部のみオンしたり、パルス状にスイッチングトランジスタをオン/オフしてもよい。

【0075】＜第3の実施形態＞本発明の第3の実施形態を図3及び図6を用いて説明する。尚、図6において図2と同一の部分には同一の符号を付し、説明を省略する。第3の実施形態では単相誘導電動機6の停止期間には、スイッチングトランジスタ4 a、4 cはオフし、スイッチングトランジスタ4 b、4 dはオンするようにしている。期間T1、T2ではPWM制御によって単相誘導電動機6を駆動している状態から、時間t0で単相誘導電動機6に停止をかける様子を示している。期間T3は停止期間となる。

【0076】期間T2の第2のモードが終了した時間t0において停止を行うと、スイッチングトランジスタ4 a、4 cはオフし、スイッチングトランジスタ4 b、4 dはオンする。このとき、Gとは逆方向に逆起電力が発生する。この場合、フリーホイールダイオード5 dとスイッチングトランジスタ4 bを通過して、回生電流Bがグランドライン101側で還流する。回生電流Bはやがて減衰するので、回生電流Bが電源ライン100に戻らず、素子の破壊が防止される。又、単相誘導電動機6を第1モードが終了した時点で停止させる場合には、G方向に逆起電力が発生するが、フリーホイールダイオード5 bとスイッチングトランジスタ4 dを通過して回生電流Aがグランドライン側101で還流する。

【0077】＜第4の実施形態＞本発明の第4の実施形態を図7を用いて説明する。尚、図7において図2と同一の部分には同一の符号を付し、説明を省略する。商用電源1（図1参照）の交流電圧のゼロクロス点付近に、ゼロクロス点を含むようにt1からt2までの所定時間にPWM信号をマスクする。マスク期間にはVa、Vcをローレベルにして、PWM信号によってオン/オフするスイッチングトランジスタ4 a、4 cのいずれもオフしておく。

【0078】スイッチングトランジスタ4 b、4 dはマスク期間のゼロクロス点に合わせてそれぞれオン/オフを切り換える。例えばマスク期間t1～t2はVbをローレベルからハイレベルへ変更させ、Vdをハイレベルからローレベルへ変更させることによってトランジスタ4 bをオン状態、トランジスタ4 dをオフ状態、次の

マスク期間 $t_1' \sim t_2'$ には、 V_b をハイレベルからローレベルへ、また V_d をローレベルからハイレベル変更させることによってトランジスタ 4b をオフ状態、トランジスタ 4d をオフ状態にす。従って、マスク期間 $t_1 \sim t_2$ 、 $t_1' \sim t_2'$ にはトランジスタ 4b と 4d が交代でオン状態となっているが、トランジスタ 4a、4c がいずれもオフとなっているので、誘導電動機 6 に電圧は与えられない (図 7 の VM 参照)。マスク期間が長くなると、誘導電動機印加信号 VM の実効電圧が減少するが、商用電源 1 (図 1 参照) の周波数が 50 Hz 又は 60 Hz なので、マスク期間が 1 ミリ秒以下であれば、インバータ入力電圧 V_{in} の谷の部分になるので、影響は少ない。

【0079】単相誘導電動機 6 (図 1 参照) のような誘導負荷では印加される電圧と電流には位相差があるので、このマスク期間ではスイッチング 4a、4c (図 1 参照) の切り換えを急速に行っても、印加した電圧の方向と、電流の方向が逆転して PWM 制御によるスイッチングの効果があまりない。本実施形態ではマスク期間に PWM のスイッチングを行わないようにすることにより、無駄なスイッチングを省いている。

【0080】尚、マスク期間が設けられていない場合には、交流電圧のゼロクロス点では、もしスイッチングトランジスタ 4b、4d (図 1 参照) のオン/オフの切り換えに対して、スイッチングトランジスタ 4a、4b (図 1 参照) のオン/オフの切り換えが遅れると、電源ライン 100 とグラウンドライン 101 が短絡してスイッチングトランジスタ 4a ~ 4d を破壊することもあるが、マスク期間が設けられることにより、電源ライン 100 とグラウンドライン 101 が短絡するのが防止されている。これにより、スイッチングトランジスタ 4a ~ 4d の破壊が防止される。

【0081】<第 5 の実施形態> 本発明の第 5 の実施形態を図 8 及び図 9 を用いて説明する。尚、図 8、図 9 において図 1、図 2 と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。本実施形態では、商用電源 1 の交流電圧を検出する入力電圧検出手段 14 を設け、交流電圧の振幅を検出する。尚、15a、15b は交流電圧に比例した電圧を入力電圧検出手段 14 に取り込むための抵抗である。

【0082】検出した振幅に基づいて主制御部 9 では、電圧が大きい場合には、図 9 (a) に示すように PWM 信号のデューティ比を下げ、入力電圧が大きい場合には、図 9 (b) に示すようにデューティ比を上げるように PWM 制御手段 11 を制御する。これにより、単相誘導電動機 6 に印加される実効電圧 VT は入力電圧の大小に関係なく一定に保たれる。

【0083】本実施形態によれば、入力電圧が変動しても、単相誘導電動機 6 に印加される一次電圧が一定となり、回転速度が変動せず、安定という利点が見られる。

これにより、回転速度を一定に保つためのパイロット発電機やホール素子等の回転速度検出手段を設けなくてもよい。

【0084】<第 6 の実施形態> 本発明の第 6 の実施形態を図 10 を用いて説明する。尚、図 10 において図 2 と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。電源周波数検出手段 8 (図 1 参照) により、商用電源 1 (図 1 参照) の周波数が 50 Hz であるか 60 Hz であるか検出する。周波数が 60 Hz である場合には、PWM 信号のデューティ比を下げて単相誘導電動機 6 (図 1 参照) に印加する実効電圧 VT を下げる。

【0085】単相誘導電動機 6 (図 1 参照) は周波数が 50 Hz の場合よりも 60 Hz の場合には回転磁界による同期回転速度が速くなり、同じ電圧が与えられると、周波数が 60 Hz の方が回転速度が速くなる。60 Hz のときに PWM 信号のデューティ比を下げることによって、単相誘導電動機 6 (図 1 参照) に印加する電圧を下げ、それによって周波数 50 Hz の場合と同一の回転速度が得られる。これにより、周波数が 50 Hz 地区でも 60 Hz 地区でも電動機 6 を同一の回転速度で回転させることができる。

【0086】<第 7 の実施形態> 本発明の第 7 の実施形態を図 11 を用いて説明する。尚、図 11 において図 2 と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。時間 t_0 において単相誘導電動機 6 (図 1 参照) が起動される。期間 T_1 、 T_2 では、単相誘導電動機 6 (図 1 参照) のトルクが大きくなるように、スイッチングトランジスタ 4a、4c (図 1 参照) をデューティ比 100% でオン/オフ制御する。

【0087】このようにすると、誘導電動機印加電圧 VM には入力電圧と同様の正弦波電圧が得られる。この誘導電動機印加信号 VM は入力電圧の基本波成分だけとなるので効率がよく、最大の出力トルクが得られる。そして単相誘導電動機 6 (図 1 参照) が起動してしまうと、トルクは小さくてもよいので、所定時間経過後、期間 T_3 、 T_4 では、目標回転速度となるようにデューティ比を変えて、PWM 制御を行う。

【0088】これにより、起動時のトルク不足を解消し、起動不能等の問題を解消する。起動に要する時間も短縮する。又、デューティ比 100% から一度に目標とするデューティ比に切り換えてもよいが、段階的にデューティ比を変えて、目標値に近づけるようにしてもよい。

【0089】<第 8 の実施形態> 本発明の第 8 の実施形態を図 12 及び図 13 を用いて説明する。尚、図 12、図 13 において図 1、図 2 と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。ダイオードから成る整流回路 2 が電源ラインに挿入され、商用電源 1 の交流電圧を半波整流する。

【0090】図 13 において、期間 T_1 では、インバー

タ入力電圧 V_{in} は半波整流された正電圧となる。スイッチング駆動信号 V_a は PWM 波形であり、スイッチングトランジスタ 4 a はオン／オフ制御される。スイッチングトランジスタ 4 b、4 c はオフ、スイッチングトランジスタ 4 d はオン状態となる。このようなスイッチングパターンによって誘導電動機印加信号 V_M が生成される。期間 T_2 では、インバータ入力電圧 V_{in} には電圧が与えられない。スイッチング駆動信号 V_a はローレベルとし、スイッチングトランジスタ 4 a をオフする。従って、期間 T_2 では電動機 6 に信号 V_M は与えられないので、この期間は慣性によって回転するだけである。

【0091】期間 T_3 では、スイッチング駆動信号 V_c を PWM 波形とし、スイッチングトランジスタ 4 c をオン／オフ制御する。スイッチングトランジスタ 4 a、4 d はオフ、スイッチングトランジスタ 4 b はオン状態にする。半波整流波形の電圧に同期してスイッチングの切り換えを行う。このようなスイッチングによって生成される誘導電動機印加信号 V_M の実効電圧 V_T は、商用電源 1 の周波数の半分になっている。この第 8 の実施形態では、電動機 6 に駆動信号 V_M が与えられない期間が間欠的に存在するので、その分、トルクは小さくなるが、整流回路 2 等の機能が簡略となる。この実施形態は低トルクの電動機 6 に有効である。

【0092】＜第 9 の実施形態＞本発明の第 9 の実施形態を図 14 及び図 15 を用いて説明する。尚、図 14、図 15 において図 1、図 2 と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。商用電源 1 の交流電圧は整流回路 2 で全波整流され、フィルムコンデンサ等の電気容量の小さい通常のコンデンサ 18 で平滑が行われる。

【0093】しかし、コンデンサ 18 の電気容量が小さいために完全には平滑されず、図 15 に示すインバータ入力電圧 V_{in} のように脈流状の整流波形電圧になっている。そしてスイッチング駆動信号 $V_a \sim V_d$ によるスイッチングを行い、誘導電動機印加信号 V_M を生成する。その実効電圧 V_T は正弦波曲線となっている。この実施形態では、各期間 T_1 、 T_2 、 T_3 、・・・の端部において、デューティ比を小さくしているか、図 7 に示す第 4 の実施形態の如き、マスク期間を設けることによって、デューティ比の小さな部分を削除するようにしてもよい。

【0094】＜第 10 の実施形態＞本発明の第 10 の実施形態を図 16 及び図 17 を用いて説明する。尚、図 16 図 17 において図 1、図 2 と同一の部分については同一の符号を付し、説明を省略する。負荷 19 は、電球や蛍光灯や電熱器等のように、一方向に電圧が印加されるだけでも動作する負荷である。印加電圧設定手段 20 により、負荷 19 に印加する電圧を設定する。

【0095】図 17 に示すスイッチング駆動信号 V_a 、 V_d によって印加信号 V_M が直流に生成され、負荷 19

に印加される。デューティ比を可変することにより、実効電圧 V_T が制御される。

【0096】尚、上記第 1 の実施形態乃至上記第 10 の実施形態は複数組み合わせても実現可能である。単相誘導電動機 6（図 1 参照）の代わりに 2 相誘導電動機も使用することができる。

【0097】

【発明の効果】

＜請求項 1 の効果＞本発明では整流後の電圧が一定値となるような平滑化は行わなくて済むので、従来のインバータ装置のような大容量のコンデンサを使用しなくてよい。そのため装置のコストが下がる。また、コンデンサの充電に伴うピーク状の電流が電源ラインに流れるという問題は発生しない。従って力率が向上し、電源高調波が抑制される。これにより、力率改善のためのリアクタや電源高調波対策のためのアクティブフィルタ等の別部品を接続する必要がなくなり、この点からもコストダウンが図れることになる。更に、効率の向上によってスイッチング素子に流れる電流値が抑えられ、最大定格の小さなものが使用できる。これもコストダウンにつながる。また、平滑されていない整流波形電圧を、スイッチング素子をオン／オフすることによってチョッピングし、それによって生成された交流電圧を負荷に印加しているので、負荷にとって有効な基本波の実効値成分が増え、負荷駆動の効率がよくなっている。

【0098】＜請求項 2 の効果＞PWM 制御は各モードで 1 個のスイッチング素子に対して行われるだけで、2 個のスイッチング素子に対して行われる場合に比べ、スイッチングの回数が減っている。また、オン／オフの同期ズレの虞がなくなっている。これにより、インバータ装置の効率が向上し、消費電力を小さくすることができる。そして、雑音端子電圧や不要輻射等のノイズも低減される。また、従来のインバータ装置に使用される複雑な PWM 信号（各モード期間の中央でデューティ比が大きく、端部でデューティ比が小さくなるように変化する PWM 信号）は使用されていないので、制御のためのマイクロコンピュータは高機能なものでなくてもよいという効果が奏される。

【0099】＜請求項 3 の効果＞負荷に印加される疑似交流電圧は正弦波状となり、負荷の駆動が滑らかに行われ且つ効率が向上する。モード切り換えの制御のために単に商用電源の交流電圧のゼロクロスを検出するだけでよいので、簡単である。

【0100】＜請求項 4 の効果＞誘導電動機にブレーキをかけるときに、誘導電動機に一方に電流を流す。これにより、誘導電動機の主巻線は磁極が固定された電磁石となり、ブレーキ手段として作用する。そのため、他に特別なブレーキ回路を設けなくても、ブレーキが実現できる。

【0101】＜請求項 5 の効果＞PWM 制御によってス

10

20

30

40

50

スイッチング素子がオンからオフした時に逆起電力によって流れる回生電流はダイオードを通して還流する。回生電流が電源ラインに戻らなくなり、電源ラインの電圧の上昇を抑えることができる。これにより、スイッチング素子や整流手段に使用されているダイオード等の素子の破壊が防止され、信頼性が向上する。また、最大定格の小さなものを使用でき、コストダウンにつながる。

【0102】<請求項6の効果>誘導負荷の停止時に発生する回生電流はグラウンドライン側の第2、第4のスイッチング素子がオン状態となるので、グラウンドライン側のダイオードのいずれかと第2又は第4のスイッチング素子を通して還流し、減衰する。そのため回生電流による電源ラインの電圧の急上昇が防止されるので、素子の破壊が防止される。素子の最大定格を下げることで、コストダウンになる。

【0103】<請求項7の効果>誘導負荷に印加される電圧と電流には位相差があるので、ゼロクロス付近では誘導負荷に印加される電圧と電流の向きが逆方向になる期間がある。この期間、PWM制御を行っても有効に作用しないので、所定期間、PWM制御されるスイッチング素子をオフ状態にする。これにより、PWM制御による無駄なスイッチングが省かれる。尚、前記所定期間に第1又は第3のスイッチング素子のスイッチング素子がオンしているとすると、第2、第4スイッチング素子の切り換えタイミングがゼロクロス点からずれたとき、第1、第2スイッチング素子又は第3、第4スイッチング素子によって電源ラインとグラウンドラインが短絡されることがあるが、この請求項の発明ではゼロクロス点でのモードの切り換えのときに、グラウンドライン側の第2、第4のスイッチング素子のオン/オフの切り換えのタイミングがずれても電源ライン側の第1、第3のスイッチング素子はオフ状態であるので、電源ラインとグラウンドラインが短絡せず、素子の破壊が防止される。

【0104】<請求項8の効果>商用電源の交流電圧の振幅が変動しても、その振幅に基づいてデューティ比を制御する。振幅が大きくなれば、デューティ比を小さくし、振幅が小さくなればデューティ比を大きくする。これにより、負荷に印加される実効電圧は一定に保たれる。また、これにより、負荷が誘導電動機の場合、回転速度を一定に保つためのフィードバック制御が不要になる。そのため、パイロット発電機やホール素子等の回転速度検出手段を取り付ける必要がない。安価で電圧変動に対応した制御が行える。

【0105】<請求項9の効果>交流電圧の周波数が50Hzか60Hzか検出され、周波数が60Hzであるときに、PWM信号のデューティ比を小さくする。これにより、誘導電動機に印加する実効電圧は下げられる。誘導電動機は周波数が高くなると回転磁界による同期回転速度が速くなるので、実効電圧を下げることで、周波数が50Hzのときでも60Hzのときでも同じ回

転速度が得られる。そのため、誘導電動機のプーリ比を交換する必要がなく、商用電源が50Hz地区でも60Hz地区でも同じように使用できる。

【0106】<請求項10の効果>誘導電動機の起動時のように、大きなトルクが必要ときに商用電源のほぼ100%を誘導電動機に印加することができ、誘導電動機のトルクは最大となる。従来のインバータ装置におけるPWM制御された疑似交流電圧ではなく、正弦波状の電圧が誘導電動機に印加されるので、誘導電動機の本来持つ性能が十分に引き出せる。これにより、誘導電動機の起動不能を防止し、迅速に起動する。

【0107】<請求項11の効果>整流手段により商用電源からの交流電圧は、整流された波形電圧になる。整流手段に大容量のコンデンサが使用されていないので、低コストである。この波形電圧はスイッチング素子がオン/オフ制御されることにより、負荷に印加される電圧は、負荷にとって有効な基本波の実効値成分が増えるので、効率がよくなっている。

【0108】<請求項12の効果>全波整流波形電圧から負荷に印加する電圧を生成しているので、負荷に対して常に電圧を印加し続けることができ、大きな出力が得られる。

【0109】<請求項13の効果>半波整流波形電圧から負荷に電力を供給するので、間欠的に電圧が印加され、大きな出力は得られないが、整流手段は半波のみ整流すればよいので簡略となる。負荷の出力は小さくてもよいのならば、安価なインバータ装置が実現できる。

【0110】<請求項14の効果>電気容量の小さなコンデンサが使用されるので、あまりコストの上昇にはならない。電源ラインに発生するノイズはコンデンサによって緩和され、負荷に影響しないようにする。

【0111】<請求項15の効果>負荷に対し、一方向から電圧が印加されて、その実効電圧値のみが制御される。一方向から電圧が印加されるだけで動作する負荷であるならば、スイッチング素子は2個だけなので、コストダウンになる。しかも、制御も簡略できる。

【0112】<請求項16の効果>4個のスイッチング素子がフルブリッジ型に接続されており、負荷に対して交流電圧を印加することができる。制御もあまり複雑にならず、高機能のマイクロコンピュータを使用しなくてもよい。

【0113】<請求項17の効果>負荷に印加される電圧は波状となり、負荷の駆動が滑らかに行われ且つ効率が向上する。モード切り換えの制御のために単に商用電源の交流電圧のゼロクロスを検出するだけでよいので、簡単である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施形態のインバータ装置の制御ブロック図。

【図2】 その信号波形図。

【図 3】 その回生電流の流れを示す回路図。

【図 4】 本発明の第 2 の実施形態のインバータ装置の制御ブロック図。

【図 5】 その信号波形図。

【図 6】 本発明の第 3 の実施形態のインバータ装置の信号波形図。

【図 7】 本発明の第 4 の実施形態のインバータ装置の信号波形図。

【図 8】 本発明の第 5 の実施形態のインバータ装置の制御ブロック図。

【図 9】 その制御ブロック図。

【図 10】 本発明の第 6 の実施形態のインバータ装置の信号波形図。

【図 11】 本発明の第 7 の実施形態のインバータ装置の信号波形図。

【図 12】 本発明の第 8 の実施形態のインバータ装置の制御ブロック図。

【図 13】 その信号波形図。

【図 14】 本発明の第 9 の実施形態のインバータ装置の制御ブロック図。

【図 15】 その信号波形図。

【図 16】 本発明の第 10 の実施形態のインバータ装置の制御ブロック図。

【図 17】 その信号波形図。

【図 18】 従来のインバータ装置の制御ブロック図。

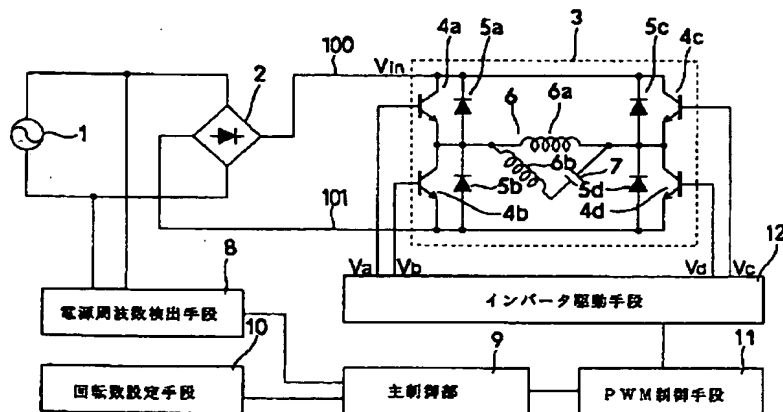
【図 19】 その信号波形図。

【図 20】 その回生電流の流れを示す回路図。

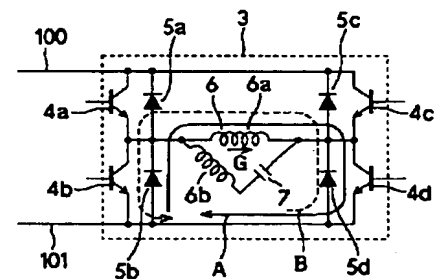
【符号の説明】

- | | |
|----|-----------|
| 1 | 商用電源 |
| 2 | 整流回路 |
| 3 | インバータ部 |
| 6 | 単相誘導電動機 |
| 8 | 電源周波数検出手段 |
| 9 | 主制御部 |
| 10 | 回転数設定手段 |
| 11 | PWM制御手段 |
| 12 | インバータ駆動手段 |
| 16 | リアクタ |
| 17 | 平滑回路 |
| 18 | コンデンサ |
| 20 | 19 負荷 |

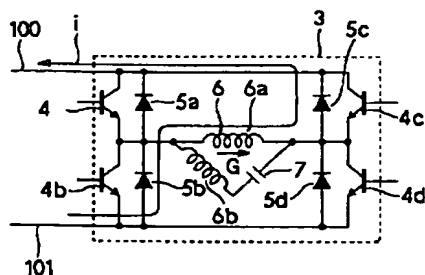
【図 1】



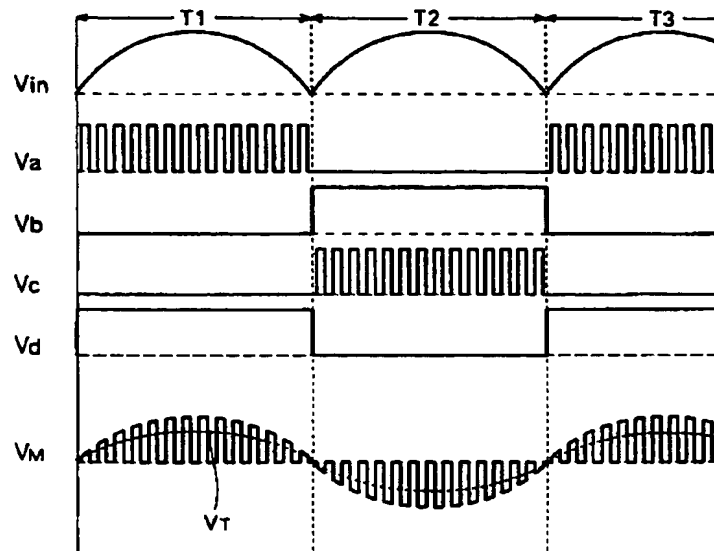
【図 3】



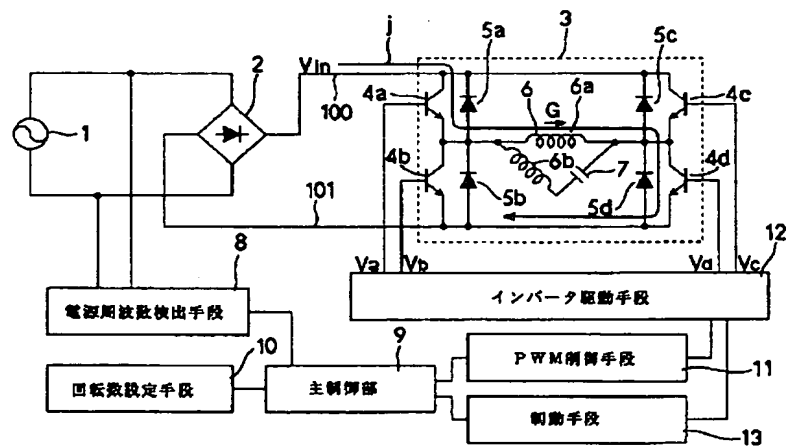
【図 20】



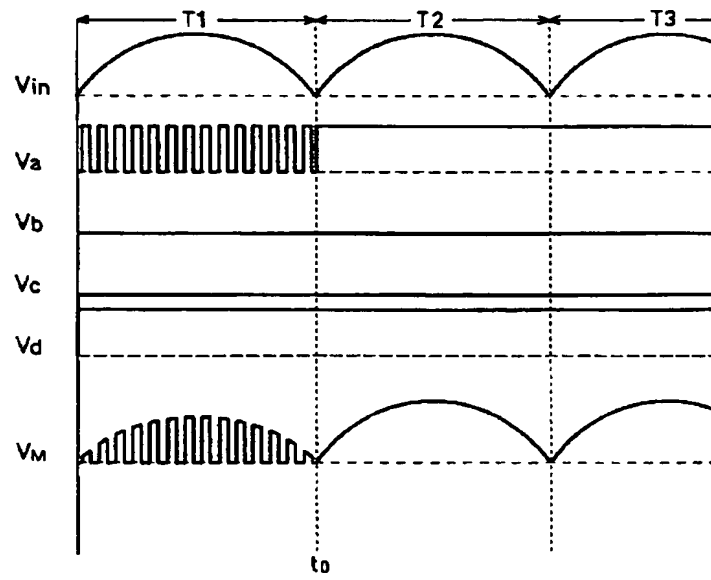
【図2】



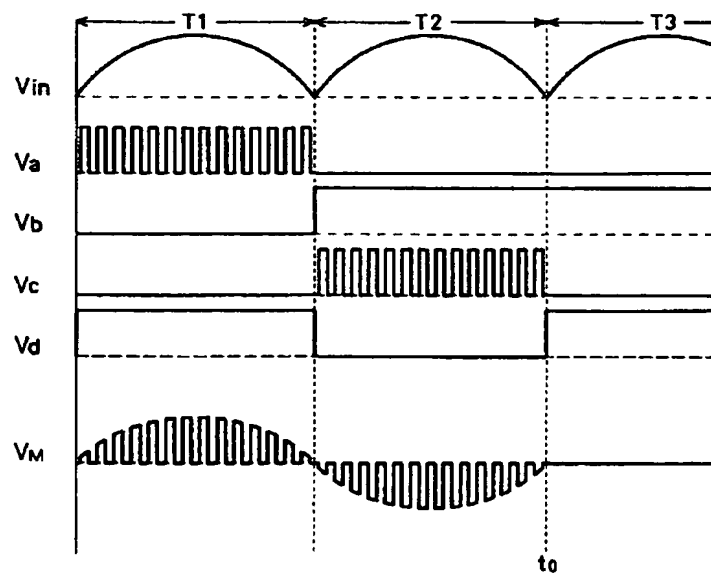
【図4】



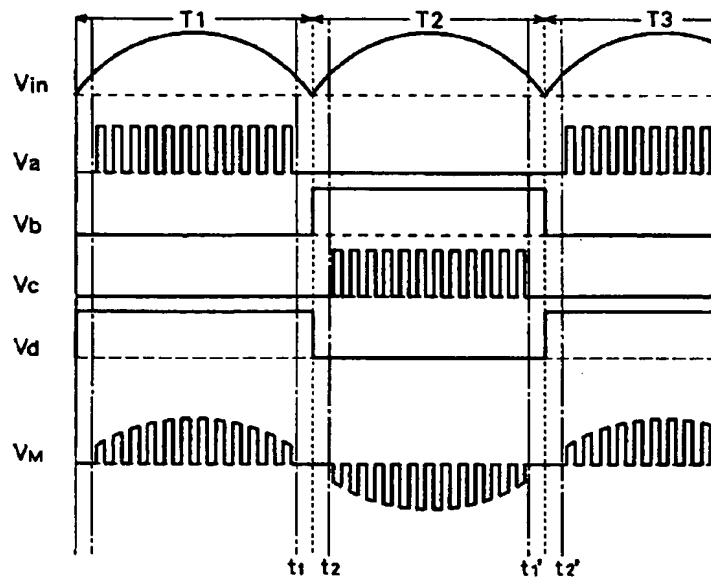
【図5】



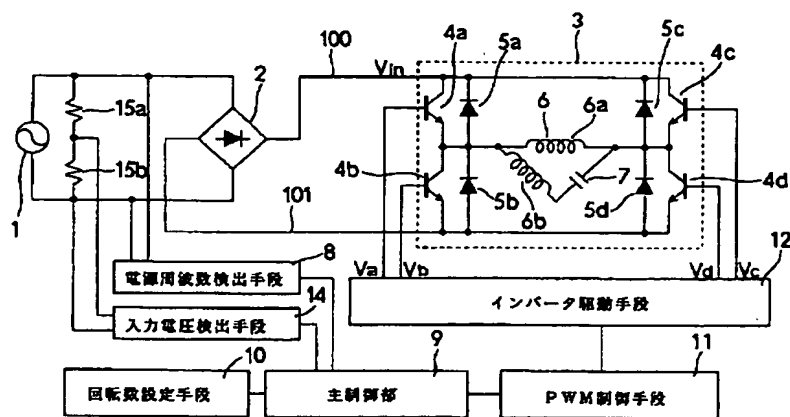
【図6】



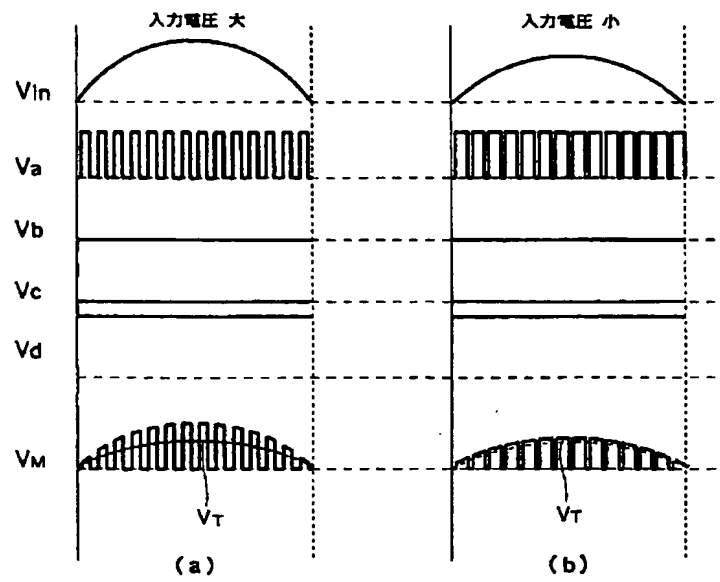
【図7】



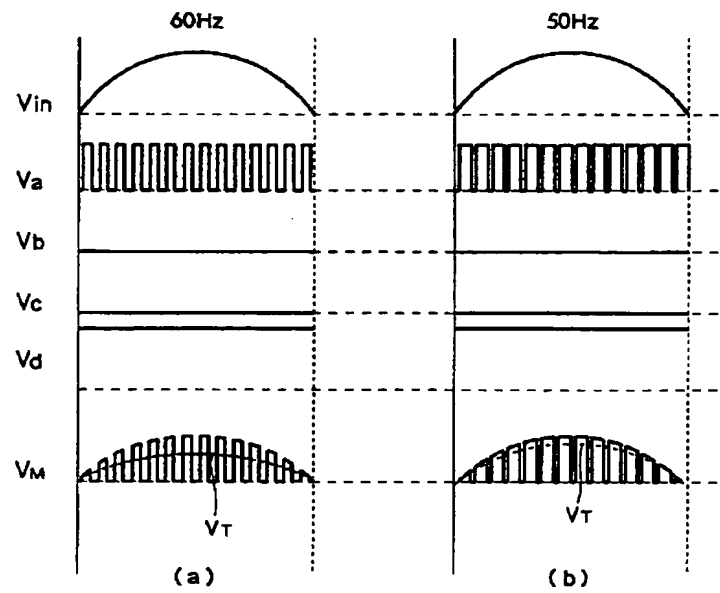
【図8】



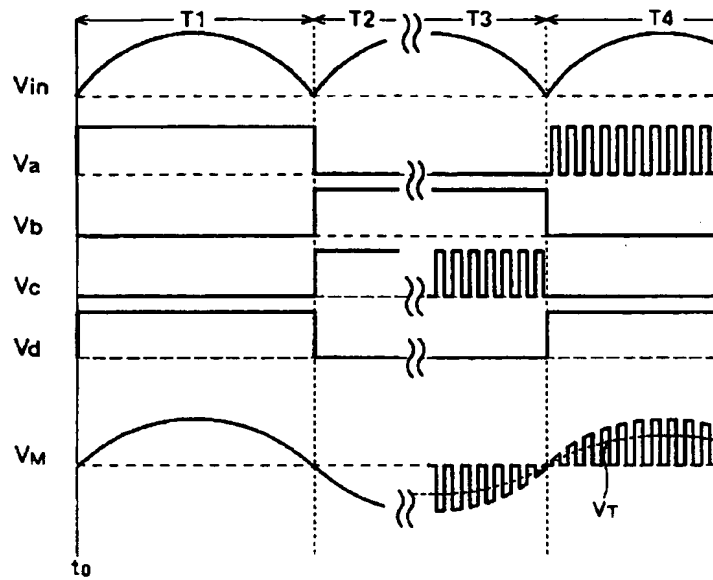
【図9】



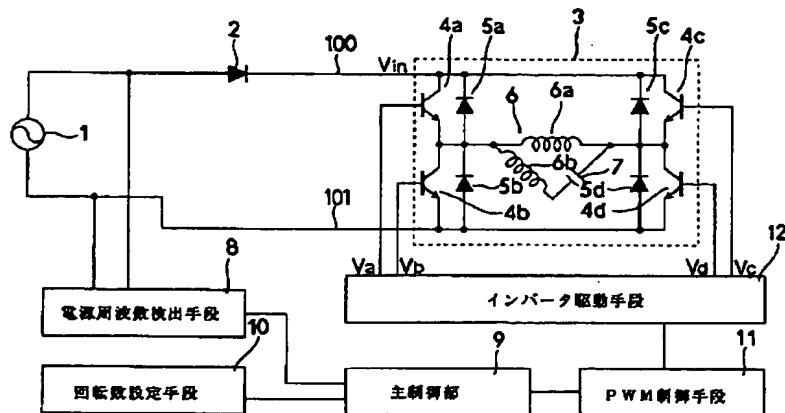
【図10】



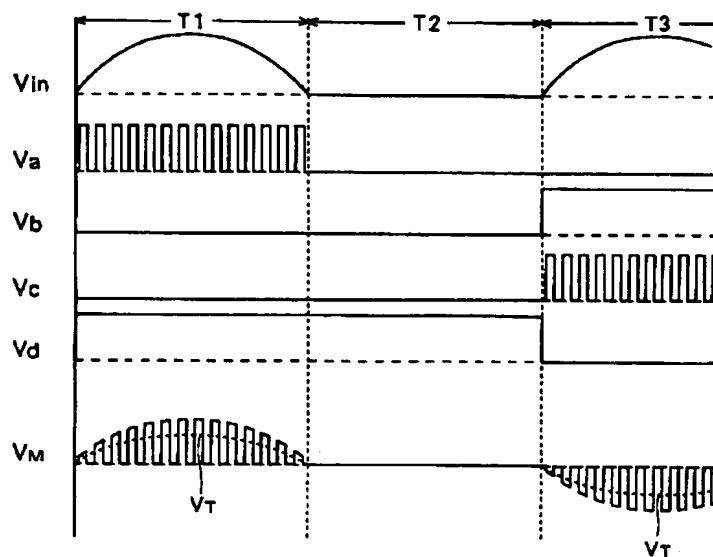
【図11】



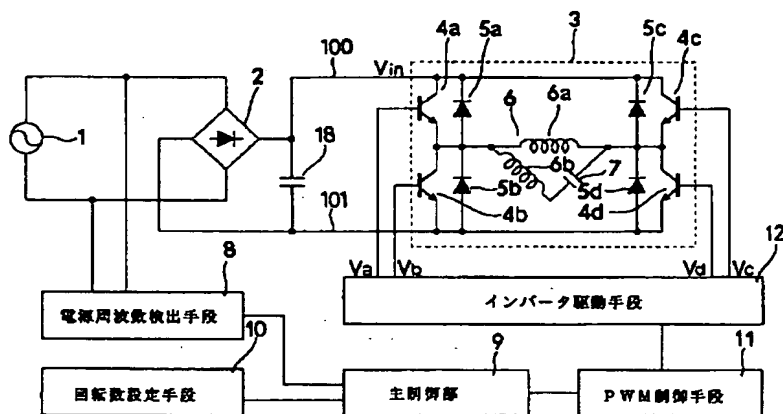
【図12】



【図13】



【図14】



【図18】

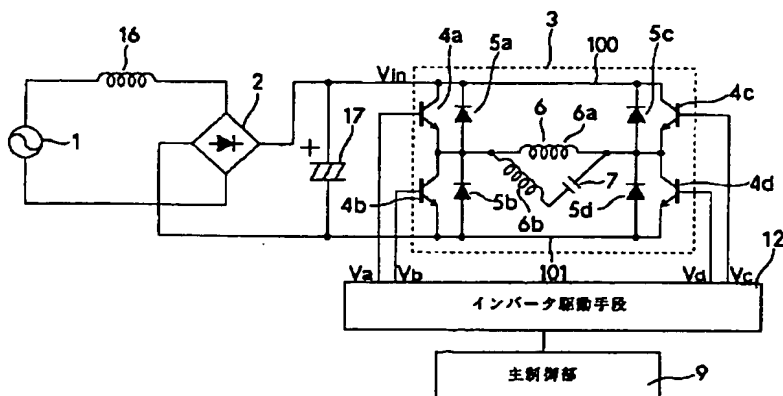
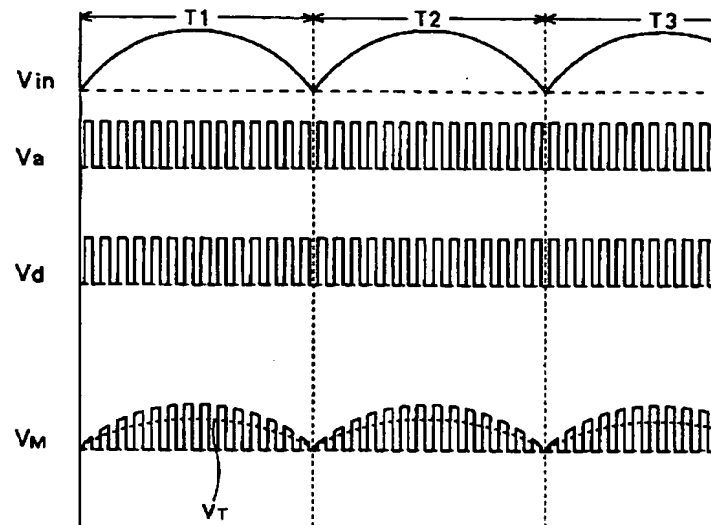
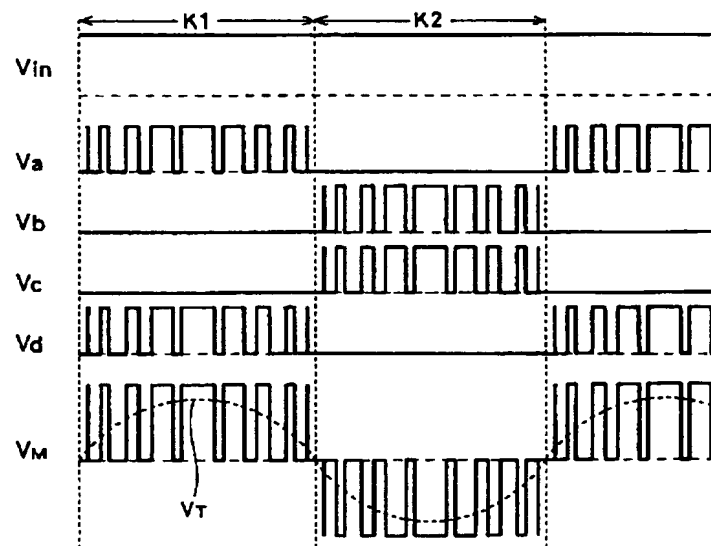


Figure 1 is a block diagram of a power supply system. It includes a power source (1) connected to a diode (2) and a switch (3). The switch (3) is controlled by a PWM control unit (11) and a main control unit (9). The main control unit (9) also receives input from a voltage setting unit (8) and a voltage detection unit (10). The output of the switch (3) is connected to a load (12).

【図17】



【図19】



フロントページの続き

(51)Int. Cl.⁶

H 0 2 P 7/63

識別記号

3 0 1

庁内整理番号

F I

H 0 2 P 7/63

技術表示箇所

3 0 1 N